

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 9-121540

(43) 公開日 平成9年(1997)5月6日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I		技術表示箇所
H O 2 M	3/28		H O 2 M	3/28	Q
					H
					V
	7/06	8726— 5 H		7/06	A
H O 3 H	7/09		H O 3 H	7/09	A
審査請求 未請求 請求項の数 1 0 F D				(全 1 3 頁)	

(21) 出願番号 特願平7-298890

(22) 出願日 平成7年(1995)10月24日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

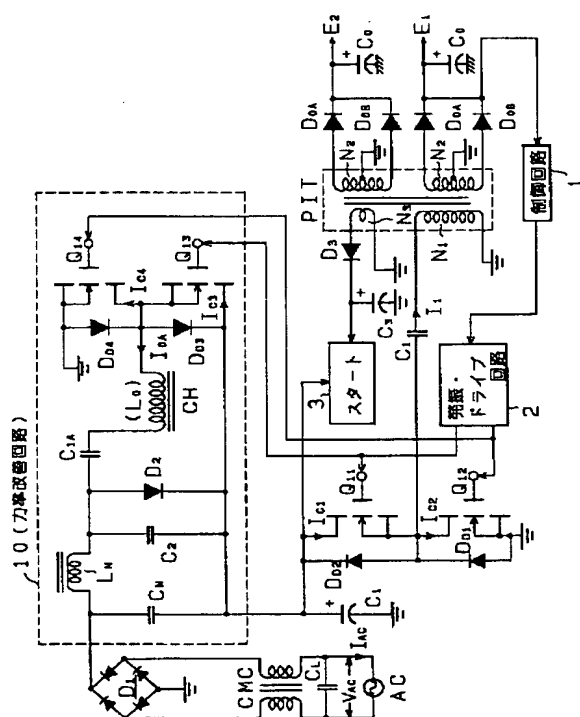
(74) 代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 スイッチング電源回路の小型／軽量化及び低コスト化を図る。

【解決手段】 ハーフブリッジ結合された電流共振形コンバータのスイッチング素子と並列に接続されたスイッチング回路 (Q₁₃, Q₁₄) のスイッチング出力を、第2の直列共振回路を介して、整流経路に挿入されたフィルタチョークコイル L_N と高速リカバリ型ダイオード D₂ の接続点に対して供給するように力率改善回路 10 を構成する。これにより、低交流入力電圧時の交流リップル成分を抑制して、ワイドレンジ対応の電源回路として適用可能としたうえで、スイッチング素子 (Q₁₁, Q₁₂, Q₁₃, Q₁₄) に流れるスイッチング電流のピークレベルは、スイッチング回路を設けない構成と比較してほぼ 1/2 程度に低減させる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用電源を整流する整流手段と、
該整流手段の出力を平滑する平滑手段と、
絶縁コンバータトランスの一次巻線及び直列共振コンデンサの直列接続により形成される一次側直列共振回路を備え、上記平滑手段より出力される整流平滑電圧を入力してスイッチング動作を行い上記絶縁コンバータトランスの二次側から直流出力電圧を出力する、電流共振形スイッチングコンバータ手段と、
該電流共振形スイッチングコンバータ手段から整流電流経路に帰還されるスイッチング出力に基づいて力率改善を図るようにされた力率改善手段と、
上記電流共振形スイッチングコンバータ手段のスイッチング素子と並列に設けられると共に、当該電流共振形スイッチングコンバータ手段のスイッチング駆動電力を利用してスイッチング駆動され、そのスイッチング出力を力率改善手段に供給するように設けられるスイッチング回路と、
を備えて構成されていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記電流共振形スイッチングコンバータ手段及び上記スイッチング回路は、2 石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合して構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 上記力率改善手段は、上記整流手段の正極と上記平滑手段の平滑コンデンサの正極間のラインに直列に挿入されるフィルタチョークコイルと、高速リカバリ型整流素子と、
上記フィルタチョークコイルと共に LC ローパスフィルタを形成するように設けられるフィルタコンデンサと、
上記スイッチング手段の出力と接続されるチョークコイルと、
該チョークコイルと共に直列共振回路を形成し、チョークコイルに供給されるスイッチング出力を、上記フィルタチョークコイル及び高速リカバリ型整流素子の接続点に対して供給するように設けられる結合コンデンサと、
を備えて構成されていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 4】 上記高速リカバリ型整流素子に対して並列に共振用コンデンサが設けられることを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 5】 上記力率改善手段は、上記整流手段の正極と上記平滑手段の平滑コンデンサの正極間のラインに直列に挿入されるフィルタチョークコイルと、高速リカバリ型整流素子と、重畳巻線と、
上記フィルタチョークコイルと共に LC ローパスフィルタを形成するように設けられるフィルタコンデンサと、
チョークコイルと結合コンデンサにより形成され、上記スイッチング手段のスイッチング出力が供給される直列共振回路と、

上記チョークコイルを一次巻線とし、上記重畳巻線を二次巻線として磁気結合して形成される磁気結合トランスと、
を備えて構成されていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 6】 上記重畳巻線に対して並列に共振用コンデンサが設けられることを特徴とする請求項 5 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 7】 上記力率改善手段は、上記整流手段の正極と上記平滑手段の平滑コンデンサの正極間のラインに直列に挿入されるフィルタチョークコイルと、高速リカバリ型整流素子と、重畳巻線を巻装した第 1 のチョークコイルと、上記フィルタチョークコイルと共に LC ローパスフィルタを形成するように設けられるフィルタコンデンサと、
第 2 のチョークコイルと結合コンデンサにより形成され、上記スイッチング手段のスイッチング出力が供給されると共に、その端部が上記高速リカバリ型整流素子と第 1 のチョークコイルの接続点に対して接続される直列共振回路と、

を備えて構成されていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 8】 上記第 1 のチョークコイルに対して並列に共振用コンデンサが設けられることを特徴とする請求項 7 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 9】 上記電流共振形スイッチングコンバータ手段は、自励発振回路を備えてスイッチング動作を行う自励式とされていることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 8 の何れかに記載のスイッチング電源回路。

【請求項 10】 上記電流共振形スイッチングコンバータ手段は、他励発振回路を備えてスイッチング動作を行う他励式とされていることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 8 の何れかに記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば力率改善が図られている電流共振形のスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、高周波の比較的大きい電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源装置としては、大部分がスイッチング方式の電源装置になっている。スイッチング電源はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力の DC-DC コンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。ま

た、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

【0004】そこで、力率改善がなされたスイッチング電源回路の1つとして、図5の回路図に示すようなスイッチング電源回路が、先に本出願人により提案されている。

【0005】この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源ACに対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとしてコモンモードチョークコイルCMCとアクロスコンデンサC_Lが設けられている。ブリッジ整流回路D₁は商用交流電源ACを全波整流する。このブリッジ整流回路D₁の整流出力は、力率改善回路20を介するようにして平滑コンデンサC_iに対して充電される。この充電動作により平滑コンデンサC_iの両端に得られた直流電圧（整流平滑電圧）は、後段のスイッチングコンバータに対して動作電源として供給される。なお、力率改善回路20の構成については後述する。

【0006】この図においては、スイッチングコンバータとして2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合した他励式の電流共振形コンバータが用いられている。この場合には、例えば2石のスイッチング素子Q₁₁、Q₁₂を備えて、スイッチング素子Q₁₁のドレインを平滑コンデンサC_iの正極と接続し、スイッチング素子Q₁₁のソースとスイッチング素子Q₁₂のドレインを接続し、スイッチング素子Q₁₂のソースを一次側アースに接続する、いわゆるハーフブリッジ結合により接続されている。これらスイッチング素子Q₁₁、Q₁₂は、発振ドライブ回路2によって交互にオン/オフ動作が繰り返されるようにスイッチング駆動されて、平滑コンデンサC_iの両端電圧（整流平滑電圧）を断続してスイッチング出力とする。なお、スイッチング素子Q₁₁、Q₁₂には、例えばMOS-FETが用いられる。また、各スイッチング素子Q₁₁、Q₁₂のドレイン-ソース間に対して図に示す方向に接続されるD_{D1}、D_{D2}は、スイッチング素子Q₁₁、Q₁₂のオフ時に帰還される電流の経路を形成するクランプダイオードとされる。

【0007】このスイッチングコンバータでは、スイッチング素子Q₁₁、Q₁₂のソース-ドレインの接続点がスイッチング出力点とされる。そして、このスイッチング出力点に対して絶縁トランスPITの一次巻線N₁の一端が、直列共振コンデンサC₁を介して接続されて、この一次巻線N₁に対してスイッチング出力を供給するようにされる。このような接続形態によると、絶縁トランスPITの一次巻線N₁は直列共振コンデンサC₁と直列に接続されることになるが、この直列共振コンデンサC₁のキャパシタンス及び一次巻線N₁を含む絶縁トランスPITのインダクタンス成分により、スイッチング電源回路を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。なお、この電源回路においては、上記絶縁ト

ランスPITの一次巻線N₁及び直列共振コンデンサC₁からなる直列共振回路については特に第1の直列共振回路ということにして、次に述べる第2の直列共振回路と区別することとする。

【0008】また、上記スイッチング出力点に対しては、力率改善回路20内に示すチョークコイルCH（インダクタンスをL₀で示す）及び直列共振コンデンサC_{1A}からなる第2の直列共振回路も接続されているが、これについては後述する。

10 【0009】絶縁トランスPITは、一次巻線N₁に供給されたスイッチング出力により得られる交番電圧を二次側に伝送する。この電源回路の場合、絶縁トランスPITの二次側では2組の二次巻線N₂、N₂が設けられており、それぞれセンタータップが二次側アースに接地されている。そして、各二次巻線N₂に対しては、整流ダイオードD_{0A}、D_{0B}及び平滑コンデンサC₀による両波整流回路が接続されており、二次巻線N₂、N₂に励起された交番電圧からそれぞれ直流出力電圧E₁、E₂が得られるようにされている。

20 【0010】また、この電源回路においては、制御回路1が直流出力電圧E₁の変動に基づいて発振ドライブ回路2を制御し、発振ドライブ回路2からスイッチング素子Q₁₁、Q₁₂の各ゲートに供給するスイッチング駆動信号を変化させる（例えば駆動信号のパルス幅可変制御を行う）ことで、直流出力電圧E₁の定電圧制御を行うようにしている。

30 【0011】起動回路3は、電源投入直後に整流平滑ラインに得られる電圧あるいは電流を検出して、発振ドライブ回路2を起動させるために設けられており、この起動回路3には、絶縁トランスPITに設けられた三次巻線N₃と整流ダイオードD₃、及び平滑コンデンサC₃により供給される低圧直流電圧が供給される。この図に示すような、電界効果型のスイッチング素子は電圧駆動であり自励発振が困難になるため、この図のように発振ドライブ回路2と起動回路3を設けることが好ましい。

40 【0012】次に力率改善回路20について説明する。この力率改善回路20においては、ブリッジ整流回路D₁の正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に、フィルタチョークコイルL_N及び高速リカバリ型ダイオードD₂が直列に挿入される。この場合には、フィルタチョークコイルL_Nがブリッジ整流回路D₁側に設けられ、高速リカバリ型ダイオードD₂はカソード側が平滑コンデンサC_iの正極端子に接続されている。フィルタコンデンサC_Nは、この場合、ブリッジ整流回路D₁の正極出力端子と平滑コンデンサC_iの正極端子間に並列に挿入され、上記フィルタチョークコイルL_Nと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成するようにされる。また、高速リカバリ型ダイオードD₂に対しては、共振用コンデンサC₂が並列に接続されている。

50 【0013】また、力率改善回路20においては、第2

の直列共振コンデンサ C_{1A} とチョークコイル CH が直列接続されて、これら各素子のキャパシタンスとインダクタンス成分とによって第2の直列共振回路を形成している。この第2の直列共振回路は、図のようにチョークコイル CH 側の端部が、スイッチング出力点と接続され、第2の直列共振コンデンサ C_2 側の端部がフィルタチョークコイル L_N と高速リカバリ型ダイオード D_2 の接続点に対して接続されている。

【0014】上記構成による力率改善回路20の力率改善動作としては次のようになる。この図に示す電源回路の場合、スイッチングコンバータのスイッチング出力は第1の直列共振回路を介して絶縁コンバータトランスPIT側に供給されると共に、分岐して力率改善回路20内の第2の直列共振回路に対しても供給されることになる。そして、第2の直列共振回路においてはチョークコイル CH に流れる直列共振電流に対応するスイッチング出力を、第2の直列共振コンデンサ C_{1A} を介してフィルタチョークコイル L_N と高速リカバリ型ダイオード D_2 の接続点に対して印加するようにして帰還する。このようにして帰還されたスイッチング出力は、フィルタチョークコイル L_N のインダクタンスを介する整流出力にスイッチング周期の電圧（スイッチング電圧）を重畳するように作用し、このスイッチング電圧の重畳分によって高速リカバリ型ダイオード D_2 では整流電流をスイッチング周期で断続するように動作する。この動作により、力率改善回路20では整流出力電圧にスイッチング出力が重畳された状態で平滑コンデンサ C_i に充電を行うようにされ、スイッチング電圧の重畳分によって平滑コンデンサ C_i の両端電圧をスイッチング周期で引き下げるようにされる。このため、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサの両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C_i へ充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近づくようにされ、交流入力電流の導通角が拡大されることになって力率改善が図られることになる。

【0015】また、高速リカバリ型ダイオード D_2 に対して並列に接続される共振用コンデンサ C_2 は、例えばフィルタチョークコイル L_N 等のインダクタンス成分と共に並列共振回路を形成する。この並列共振回路は負荷変動に対応してその共振インピーダンスが変化するようにされており、このスイッチング電源回路の負荷が軽くなった時に、整流経路に帰還されるスイッチング電圧を抑圧するようにしている。この結果、軽負荷時の平滑コンデンサ C_i の端子電圧の上昇を抑制することになる。

【0016】ところで、力率改善が図られた電源回路として、上述の第2の直列共振回路を設けずに、第1の直列共振回路によってスイッチング出力を整流電流経路に帰還して、図6の電源回路と同様の作用によって力率改善を図るように構成された発明が先に本出願人により提案されているが、この場合の適正な力率設定は例えば

0.8程度とされ、仮に0.95程度にまで力率を向上するように設定すると、それだけ絶縁コンバータトランスの一次巻線に重畳するリップル成分が増加して、二次側の交流リップル成分が増加することが分かっている。これに対して、上記図6に示した電源回路のように、第2の直列共振回路を介してスイッチング出力を帰還するように構成することで、例えば第1の直列共振回路に重畳される商用電源周期のリップル成分を抑制することが可能になり力率を0.9程度にまで向上するようにスイッチング出力の帰還量を設定することも可能とされる。また、これに伴って交流入力電圧AC100V系とAC200V系とに共用して対応する、いわゆるワイドレンジ対応の電源回路として適用することも可能となる。

【0017】ここで図7は、上記図6の電源回路の要部の動作をスイッチング周期で示す波形図とされる。なお、この場合には負荷電力150W、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時の動作が示されている。図6に示す電源回路において、第1及び第2の直列共振回路に流れる共振電流 I_o 、 I_{oA} は、それぞれ図7(a)(b)に示すように、スイッチング周期で正弦波状となる電流共振形の動作が得られており、例えば、実際には

$$I_o = I_{oA} = 10A_{p-p}$$

となるように、チョークコイルのインダクタンス L_o 、第2の直列共振コンデンサ C_{1A} 、共振用コンデンサ C_2 が選定される。この場合、スイッチング素子 Q_{11} がオン、 Q_{12} がオフとされる期間には、上記共振電流 I_o は、『平滑コンデンサ $C_i \rightarrow$ スイッチング素子 Q_{11} （ドレイン \rightarrow ソース） \rightarrow 直列共振コンデンサ $C_1 \rightarrow$ 一次巻線 N_1 』の経路で流れる。また、共振電流 I_{oA} は、『平滑コンデンサ $C_i \rightarrow$ スイッチング素子 Q_{11} （ドレイン \rightarrow ソース） \rightarrow チョークコイル $CH \rightarrow$ 第2の直列共振コンデンサ $C_{1A} \rightarrow$ 高速リカバリ型ダイオード D_2 / 共振用コンデンサ C_2 』の経路を流れるようにされる。一方、スイッチング素子 Q_{11} がオフ、 Q_{12} がオンとされる期間の共振電流 I_o は、『一次巻線 $N_1 \rightarrow$ 直列共振コンデンサ $C_1 \rightarrow$ スイッチング素子 Q_{12} （ドレイン \rightarrow ソース） \rightarrow 平滑コンデンサ C_i 』に流れる。また、共振電流 I_{oA} は、『平滑コンデンサ $C_i \rightarrow$ 共振用コンデンサ $C_2 \rightarrow$ 第2の直列共振コンデンサ $C_{1A} \rightarrow$ チョークコイル $CH \rightarrow$ スイッチング素子 Q_{12} （ドレイン \rightarrow ソース）の経路によって流れるようにされる。従って、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} のドレイン-ソース間を流れるスイッチング電流 I_{c11} 、 I_{c12} は、それぞれ図7(c)(d)に示すように、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} がオンとなる期間ごとに10A_pのレベルにより流れる電流波形が得られる。なお、交流入力電圧 V_{AC} が80V程度となる場合にはスイッチング電流 I_{c11} 、 I_{c12} は共に12A_p程度にまで増加する。

【0018】また、図6の電源回路の交流入力電圧に対する交流入力電流の動作を図8の波形図に示す。例えば

図8(a)に示す周期により交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 又は交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ が入力されている場合の交流入力電流 I_{AC} は、それぞれ図8(b)に示すようになり、例えば実際には交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時には力率は0.95となり、交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 時には0.80程度の力率が得られるように、導通角が拡大されている。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記図6に示した電源回路の場合、第2の直列共振回路によりスイッチング出力を経路に帰還するようにされていることから、前述のように二次側の直流出力電圧に重畳されるリップル成分が抑制され、またワイドレンジ対応の電源回路に適用可能となる等の点では有利となる。ただし、図7により説明したように、第1及び第2の直列共振回路に流れる直列共振電流が重畳してスイッチング素子に流れることから、第2の直列共振回路を設けない構成の電源回路のほぼ2倍程度のレベルのスイッチング電流となる。このため、図6の電源回路のようにスイッチング素子がMOS-FETの場合、低オン抵抗のもの（例えばTO-3P型）を選定して電力損失を低減する必要があることから、それだけ高価となりそのサイズも大型化する。また、このようなスイッチング素子は、パッケージが非絶縁タイプであることから、放熱板は高価なシリコンラバーを介して取付ける必要があり、これによってもコスト的に不利となると共に、熱抵抗が高くなることから放熱効率も低下する。

【0020】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した問題点を問題点を解決するため、商用電源を整流する整流回路と、整流回路の出力を平滑する平滑回路と、絶縁コンバータトランスの一次巻線及び直列共振コンデンサの直列接続により形成される一次側直列共振回路を備え、上記平滑回路より出力される整流平滑電圧を入力してスイッチング動作を行い上記絶縁コンバータトランスの二次側から直流出力電圧を出力する電流共振形コンバータと、この電流共振形コンバータから整流電流経路に帰還されるスイッチング出力に基づいて力率改善を図るようになされた力率改善回路と、電流共振形コンバータのスイッチング素子と並列に接続されると共に、この電流共振形コンバータのスイッチング駆動電力を利用してスイッチング駆動され、そのスイッチング出力を力率改善回路に供給するように設けられるスイッチング回路とを備えてスイッチング電源回路を構成することとした。

【0021】そして上記構成によれば、例えばハーフブリッジ結合された電流共振形コンバータのスイッチング素子の組に対して、同じく2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合したスイッチング回路を並列に設けて、このスイッチング回路の出力によって整流経路にスイッチング出力を帰還して力率改善を図るよう構成す

ることが可能とされ、これにより、スイッチング電流は2つのスイッチング素子に対して並列に分岐して流れるようにされることから、例えば、それだけスイッチング素子に流れるスイッチング電流レベルが低減されることになる。

【0022】

【発明の実施の形態】図1は、本発明のスイッチング電源回路の一実施の形態を示す回路図とされる。この図に示す電源回路において、電流共振形コンバータは図7の電源回路と同様に、2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合した他励式とされており、図7と同一部分は同一符号を付して説明を省略する。本実施の形態の力率改善回路10においては、2石のスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} が備えられる。これらスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} には、例えばMOS-FETなどが用いられ、この図に示す電流共振形コンバータに用いられているスイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} と同一タイプとされればよい。

【0023】そして、スイッチング素子 Q_{13} は、そのドレインが平滑コンデンサ C_i の正極（整流平滑電圧ライン）と接続され、ソースがスイッチング素子 Q_{14} のドレインと接続される。また、スイッチング素子 Q_{14} のソースは一次側アースに接地される。そして、発振ドライブ回路2からは、スイッチング素子 Q_{11} 及び Q_{13} に対して並列にスイッチング駆動信号のラインが接続され、同様に、スイッチング素子 Q_{12} 及び Q_{14} に対して並列にスイッチング駆動信号のラインが接続されている。スイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} の各ドレイン-ソース間には図に示す方向に並列に、それぞれクランプダイオード D_{D3} 、 D_{D4} が接続される。つまり、スイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} は、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} と同様に、整流平滑電圧ラインと一次側アース間においてハーフブリッジ結合されたスイッチング回路を形成すると共に、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} のハーフブリッジ結合によるスイッチング回路に対して、並列に設けられていることになる。従って、スイッチング動作としてはスイッチング素子 Q_{11}/Q_{13} の組がオンのときにはスイッチング素子 Q_{12}/Q_{14} の組がオフとなるように、交互のタイミングで同期してオン/オフ動作を繰り返すことになる。

【0024】この場合、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} のスイッチング出力点である、スイッチング素子 Q_{13} のソースとスイッチング素子 Q_{14} のドレインとの接続点は、第2の直列共振回路を形成するチョークコイル CH の端部と接続されている。ところで、図6の電源回路に示す力率改善回路20においては、チョークコイル CH の端部がスイッチングコンバータのスイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} のスイッチング出力点と直接接続されて、第2の直列共振回路に対してスイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} のスイッチング出力が供給されるように構成されていた。これに対して本実施の形態で

は、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} のスイッチング回路のスイッチング出力が第2の直列共振回路に対して供給されるように構成されていることになる。

【0025】従って、本実施の形態の力率改善回路10においては、スイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} のスイッチング出力が第2の直列共振回路を介して、フィルタチョークコイル L_N と高速リカバリ型ダイオード D_2 の接続点に対して印加され、このスイッチング出力に基づいて整流経路に重畳されるスイッチング電圧によって高速リカバリ型ダイオード D_2 が整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになる。そして、以降は図6で説明したと同様の作用によって交流入力電流の導通角が拡大されて力率改善が図られることになる。

【0026】ここで図2に、上記図1に示す電源回路の交流入力電圧に対する力率特性を示す。本実施の形態のようにスイッチング出力を整流経路に帰還する方式により力率改善を図る構成では、力率改善特性は交流入力電圧の低下に応じて力率が上昇する。そして、本実施の形態の電源回路では、図2に示すようにAC200V系として交流入力電圧 $V_{ac}=AC230V$ が入力されている場合に力率 $PF=0.8$ となる適正な力率特性が得られるように所要の部品を選定すると、AC100V系として交流入力電圧 $V_{ac}=AC100V$ が入力されている場合には力率 $PF=0.95$ 程度の高力率が得られる。例えば、電流共振形コンバータの第1の直列共振回路を介してスイッチング出力を帰還して力率改善を図るようにされた電源回路では、交流入力電圧が低下して整流経路に帰還されるエネルギーが増加して高力率となるのに従って、二次側直流電圧に重畳される商用電源周期のリプル成分が増加する。これに対して、本実施の形態では、スイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} によるスイッチング回路から第2の直列共振回路を介してスイッチング出力を帰還するようにしていることから、図2に示すようにAC100V系で高力率となっても、二次側直流出力電圧のリプル成分は増加しないようにされる。

【0027】また、図3は本実施の形態の電源回路の要部の動作をスイッチング周期で示す波形図とされる。例えば、本実施の形態においてはスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} のハーフブリッジ結合により形成されるスイッチング回路から第2の直列共振回路に供給される直列共振電流 I_{oA} は、図2(a)に示すように10Ap-pのレベルで正弦波状となる電流波形が得られる。なお、ここでは第1の直列共振回路に流れる直列共振電流 I_o の波形は図示しないが、図7(a)に示したと同等の波形が得られるものとされる。そして、本実施の形態では前述のようにスイッチング素子 Q_{11}/Q_{13} の組と、スイッチング素子 Q_{12}/Q_{14} の組が、それぞれ同期して交互のタイミングでオン/オフするスイッチングを行うが、スイッチングコンバータ側のスイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} に直

列共振電流 I_o が流れ、力率改善回路10にスイッチング出力を供給するスイッチング素子 Q_{13} 、 Q_{14} に直列共振電流 I_{oA} が流れるように、互いに独立して構成されている。このため、スイッチング素子 Q_{11} 及び Q_{13} に流れるスイッチング電流 I_{c1} 、 I_{c3} と、スイッチング素子 Q_{12} 及び Q_{14} に流れるスイッチング電流 I_{c2} 、 I_{c4} は、それぞれ図3(b)(c)に示すように、各スイッチング素子がオンとされる期間に5Apのレベルによる電流波形が得られることになる。

【0028】ここで、本実施の形態と先行技術として図6に示した電源回路とを比較すると、図6の電源回路ではスイッチング素子に流れるスイッチング電流が10Apのレベルとされていた(図7参照)のに対して、本実施の形態である図1の電源回路では、図3にて説明したようにほぼ1/2の5Apのレベルに低減されることになる。このため、図1の電源回路ではスイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} 、 Q_{13} 、 Q_{14} については、8A/400V、TO-220型の樹脂モールドされた絶縁パッケージによる安価な汎用品を選定することが可能となり、図6と比較してスイッチング素子は2本増加するが、全体的にはより低コストに構成することが可能となる。また、スイッチング電流の低減によって、それだけスイッチング素子におけるスイッチング損失も解消されることから、例えば負荷電力が120W程度以内の範囲では放熱板が不要となる。

【0029】また、図6の電源回路では対応可能な最大負荷電力が150W程度までに制限されていた。これは、負荷電力の増加に応じてスイッチング素子に流入する電流レベルが増加するが、図6の電源回路では、負荷電力150W以上の条件に対応する容量のスイッチング素子を選定することはコスト的に困難とされていたことによる。これに対して、本実施の形態ではスイッチング電流が図6の電源回路の1/2程度とされることから、上述した汎用品のスイッチング素子によっても200W程度までの最大負荷電力に対応することが可能とされる。

【0030】図4は、本発明の他の実施の形態のスイッチング電源回路の構成を示す回路図とされ、図1及び図7と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。この実施の形態に示す電源回路においては、電流共振形のスイッチングコンバータとして、例えば2石のバイポーラトランジスタによるスイッチング素子をハーフブリッジ結合した自励式が用いられていることから、先ず、このスイッチングコンバータについて説明する。

【0031】この図に示すスイッチングコンバータは、図のようにハーフブリッジ結合された2つのスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が備えられ、平滑コンデンサ C_i の正極側の接続点と一次側アース間に対してそれぞれのコレクタ、エミッタを介して接続されている。このスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の各コレクターベース間には、それ

ぞれ起動抵抗 R_{S1} 、 R_{S2} が挿入され、抵抗 R_{B1} 、 R_{B2} によりスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のベース電流（ドライブ電流）を調整する。また、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の各ベース－エミッタ間にはそれぞれダンパダイオード D_{B1} 、 D_{B2} が挿入される。そして、共振用コンデンサ C_{B1} 、 C_{B2} は次に説明するドライブトランスPRTの駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} と共に、自励発振用の直列共振回路を形成している。

【0032】ドライブトランスPRT (Power Regulating Transformer) はスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング周波数を可変制御するもので、この図の場合には駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} 及び共振電流検出巻線 N_D が巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線 N_C が直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルとされている。このドライブトランスPRTのスイッチング素子 Q_1 側の駆動巻線 N_{B1} の一端は共振用コンデンサ C_{B1} を介して抵抗 R_{B1} に、他端はスイッチング素子 Q_1 のエミッタに接続される。また、スイッチング素子 Q_2 側の駆動巻線 N_{B2} の一端はアースに接地されると共に、他端は共振用コンデンサ C_{B2} を介して抵抗 R_{B2} と接続されてスイッチング素子 Q_1 側の駆動巻線 N_{B1} と逆の極性の電圧が出力されるようになされている。

【0033】絶縁トランスPIT (Power Isolation Transformer) はスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁トランスPITの一次巻線 N_1 の一端は、共振電流検出巻線 N_D －直列共振コンデンサ C_1 を介してスイッチング素子 Q_1 のエミッタとスイッチング素子 Q_2 のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。この場合、一次巻線 N_1 の他端は一次側アースに接地されている。そして、上記直列共振コンデンサ C_1 のキャパシタンスと、一次巻線 N_1 を含む絶縁トランスPITのインダクタンス成分により、第1の直列共振回路を形成するようにされている。

【0034】制御回路1は、例えば二次側の直流電圧出力 E_1 と基準電圧を比較してその誤差に応じた直流電流を、制御電流 I_c としてドライブトランスPRTの制御巻線 N_C に供給する誤差増幅器である。

【0035】上記構成のスイッチングコンバータのスイッチング動作としては次のようになる。なお、ここでは後述するスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 のスイッチング動作は省略して、基本的な自励式によるハーフブリッジ式の電流共振形コンバータの動作について説明する。先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗 R_{S1} 、 R_{S2} を介してスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のベースにベース電流が供給されることになるが、例えばスイッチング素子 Q_1 が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子 Q_2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q_1 の出力として、共振電流検出巻線 N_D →直列共振コンデンサ C_1 →一次巻線 N_1 に共振電流が流れ

るが、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子 Q_2 がオン、スイッチング素子 Q_1 がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q_2 を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサ C_i の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁トランスの一次側巻線 N_1 に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次側の二次巻線 N_2 、 N_2 に交番出力を得る。

【0036】また、二次側の直流出力電圧 E_1 が低下した時は制御回路1によって制御巻線 N_C に流れる電流が制御され、スイッチング周波数が低くなるよう（共振周波数に近くなるように）に制御され、一次巻線 N_1 に流すドライブ電流が増加するように制御して、定電圧化を図るようにされる（スイッチング周波数制御方式）。

【0037】この図に示す力率改善回路11では、ブリッジ整流回路 D_1 の整流出力ラインにおいて、高速リカバリ型ダイオード D_2 のカソードと平滑コンデンサ C_i の正極端子間に、直列に磁気結合トランスMCTの二次巻線 N_i が挿入されている。この場合、共振用コンデンサ C_2 は図のように磁気結合トランスMCTの二次巻線 N_i に対して並列に接続されて、この二次巻線 N_i のインダクタンス L_i と共に並列共振回路を形成するようにされるが、その作用効果は図1及び図7の力率改善回路の場合と同様とされ、負荷が軽くなった場合に整流平滑電圧が上昇するのを抑制するようにされる。

【0038】磁気結合トランスMCTは、例えばフェライト材等により形成されるコアに対して、上記二次巻線 N_i と一次巻線 N_o を1:1の巻線比により磁気的に密結合して形成される。この場合、上記一次巻線 N_o は図1に示したチョークコイルCHの巻線に相当し、インダクタンス L_o を有する。そして、その一端は第2の直列共振コンデンサ C_{1A} と接続されて第2の直列共振回路を形成するようにされる。また、他端は一次側アースに接地される。

【0039】本実施の形態の力率改善回路11においては、バイポーラトランジスタによるハーフブリッジ結合されたスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 によるスイッチング回路が設けられており、図1の場合と同様にスイッチングコンバータ側に設けられたハーフブリッジ結合式のスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の組と並列に接続されている。これらスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 には、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 と同一タイプによるものが選定されればよい。これらのスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 に対しては、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 と同様の接続形態によって、共振コンデンサ C_{B3} 、 C_{B4} 、ダンピング抵抗 R_{B3} 、 R_{B4} 、クランプダイオード D_{B3} 、 D_{B4} が接続されると共に、駆動巻線 N_{B1} 、 N_{B2} がスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 と共通に接続されており、これらの素子によってス

スイッチング素子 Q_3 、 Q_4 を自励式によりスイッチング駆動するための自励発振回路が形成される。従って、スイッチング素子 Q_3 はスイッチング素子 Q_1 と同一のタイミングにより、スイッチング素子 Q_4 はスイッチング素子 Q_2 と同一のタイミングで、交互にオン／オフを繰り返すようにスイッチングが行われることになる。

【0040】そして、スイッチング素子 Q_3 、 Q_4 のスイッチング出力点は、第2の直列共振コンデンサ C_{1A} を介して磁気結合トランスMCTの一次巻線 N_o と接続されて、この一次巻線 N_o に対してスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 のスイッチング出力が供給されるように構成されている。

【0041】このように構成される力率改善回路11においては、スイッチング素子 Q_3 、 Q_4 から供給されるスイッチング出力に基づいて、磁気結合トランスMCTの一次巻線 N_o のインダクタンス L_o にスイッチング電圧が発生する。磁気結合トランスMCTにおいてはその磁気結合を介して、一次巻線 N_o に得られたスイッチング電圧を二次巻線 N_i 伝送するようにされる。ここで、磁気結合トランスMCTの二次巻線 N_i は整流経路に挿入されていることから、二次巻線 N_i に励起されたスイッチング電圧により、整流経路の整流出力電圧に対してスイッチング電圧が重畳されることになり、これによって、同じく整流経路に挿入された高速リカバリ型ダイオード D_2 により整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになる。そして、以降は図1の力率改善回路10と同様の作用によって交流入力電流の導通角の拡大が図られ、力率改善が図られることになる。なお、本実施の形態においても、図2にて説明したと同様の力率特性が得られるものとされ、AC100V系～AC200V系の交流入力電圧に共用して対応可能なワイドレンジ対応の電源回路として適用することが可能である。また、本実施の形態においても各スイッチング素子に流れるスイッチング電流が低減されることから、先の実施の形態である図1の電源回路と同様の効果を有するものとされる。

【0042】図5は本発明の更に他の実施の形態の構成を示す回路図とされ、図1及び図4と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。この図に示す電源回路の力率改善回路12においては、例えば図4に示した実施の形態の磁気結合トランスMCTの一次巻線及び二次巻線を分離して、それぞれインダクタンス L_i 、 L_o を有するチョークコイル CH_1 、 CH_2 として構成したものと見なすことができ、この場合にはチョークコイル CH_2 及び第2の直列共振コンデンサ C_{1A} により第2の直列共振回路が形成される。

【0043】この場合チョークコイル CH_2 は、その一端がスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 のスイッチング出力点と接続され、他端は第2の直列共振コンデンサ C_{1A} を介して高速リカバリ型ダイオード D_2 とチョークコイル C

CH_1 の接続点に対して接続されており、チョークコイル CH_2 に得られたスイッチング素子 Q_3 、 Q_4 のスイッチング出力を、チョークコイル CH_1 のインダクタンス L_i を負荷として、第2の直列共振コンデンサ C_{1A} を介して重畳するように作用する。このようにしても、スイッチング電圧が整流経路に重畳される結果、以降は図4の力率改善回路11と同様の作用によって力率改善が図られることになり、先の各実施の形態と同様の力率特性が得られると共に、スイッチング電流レベルが低減されることになって、安価な汎用素子の選定等によって低コスト化が可能となる。

【0044】また、本実施の形態におけるスイッチングコンバータは、図4の実施の形態と同様にハーフブリッジ結合の自励式による電流共振形とされるが、定電圧制御の構成が異なる。この図に示す電源回路の場合、ドライブトランスCDTは制御巻線 N_c が巻装されない構成とされ、従ってスイッチング周波数は固定とされる。そして、この場合には絶縁コンバータトランスPRTにおいて、一次巻線 N_1 及び二次巻線 N_2 にその巻回方向が直交するように制御巻線 N_c が設けられた構成とされている。この構成では、二次側の直流出力電圧 E_1 の変動に応じて可変されたレベルの直流電流が、制御回路1より制御巻線 N_c に対して制御電流として供給される。これにより、絶縁コンバータトランスPRTではその漏洩磁束が可変されて一次巻線 N_1 のインダクタンスが変化する。そして、このインダクタンス変化により、一次側直列共振回路の共振周波数がスイッチング周波数に対して可変制御され、これにより二次側の直流出力電圧の定電圧化を図ることが可能となる（直列共振周波数制御方式）。

【0045】なお、上記各実施の形態においてこれまで説明してきた本発明のスイッチング電源回路は各種変更が可能とされ、例えば、本発明の力率改善回路の構成に対する電流共振形スイッチングコンバータの組み合わせなどは、上記各実施の形態に示す構成のみに限定されるものではなく、自励発振形／他励発振形、スイッチング周波数制御方式／直列共振周波数制御方式、スイッチング素子のハーフブリッジ結合タイプ、更にはフルブリッジ結合タイプ（4石のスイッチング素子により形成される）等、各種方式・タイプの組み合わせパターンにより構成されるスイッチングコンバータを採用することが可能とされる。

【0046】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、例えばハーフブリッジ結合式による電流共振形のスイッチングコンバータに対して、そのスイッチング駆動電力を利用してスイッチングを行うハーフブリッジ結合式のスイッチング回路のスイッチング出力を、第2の直列共振回路を介して整流経路に帰還して力率改善を図る構成としたことで、低交流入力電圧時の交流リップル成分を抑制し

て、ワイドレンジ対応の電源回路として適用可能としたうえで、スイッチング素子に流れるスイッチング電流のピークレベルは、スイッチング回路が設けられない構成の場合と比較してほぼ1/2程度に低減されることになる。これにより、スイッチング素子としては安価な絶縁パッケージの汎用品を用いればよくなり、放熱板の取付けもシリコンラバーなどを介することなく簡略な方法でよくなることから、電源回路全体としては低コスト化を図ることが可能となるという効果を有している。また、スイッチング損失が低下されることから、特に軽負荷に対応する場合にはスイッチング素子に対する放熱板は不要となり、更に低コスト化が図られると共に回路の小型化も促進される。また、これに伴って汎用品のスイッチング素子を選定しながら、対応可能な最大負荷電力が拡大されるという効果も有している。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

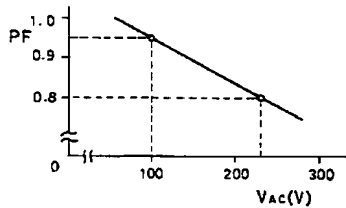
【図2】本実施の形態のスイッチング電源回路の力率特性を示す図である。

【図3】本実施の形態のスイッチング電源回路のスイッチング周期での動作を示す波形図である。

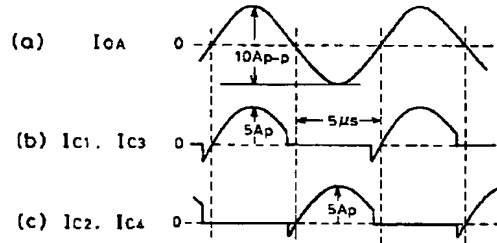
【図4】他の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

【図5】更に他の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

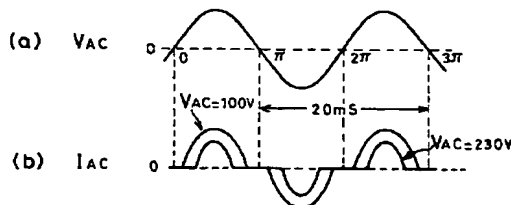
【図2】



【図3】



【図8】



【図6】従来例としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

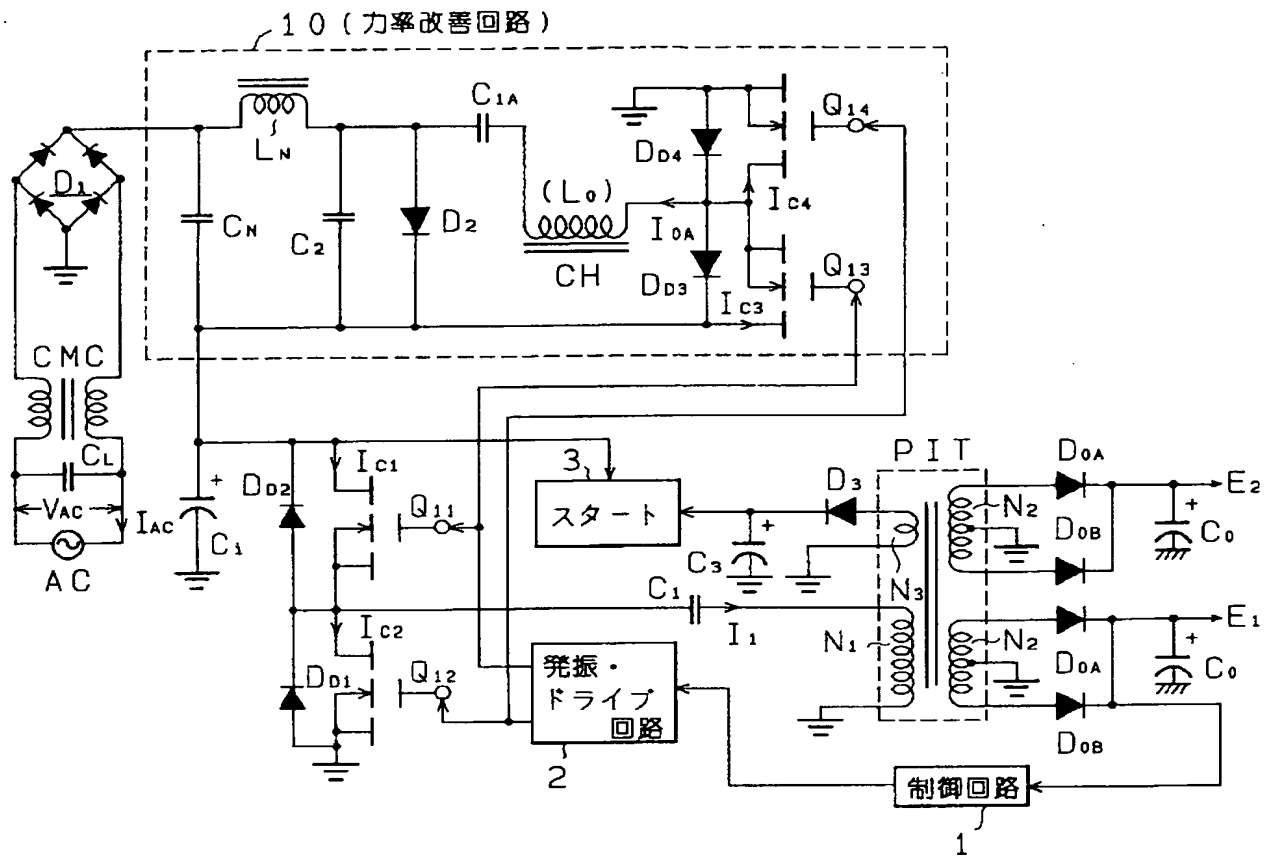
【図7】従来例のスイッチング電源回路のスイッチング周期での動作を示す波形図である。

【図8】交流入力電圧及び交流入力電流の動作を示す波形図である。

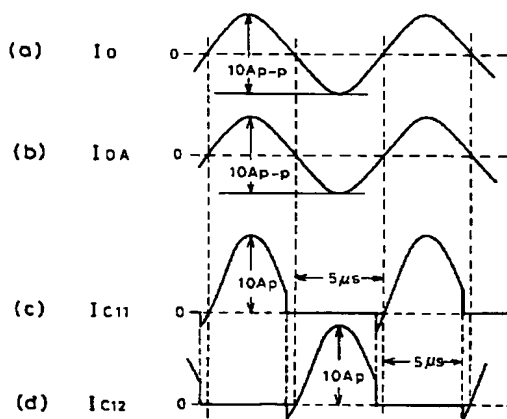
【符号の説明】

- 1 制御回路
- 2 発振ドライブ回路
- 3 起動回路
- 10, 11, 12 力率改善回路
- D1 ブリッジ整流回路
- D2 高速リカバリ型ダイオード
- Ci 平滑コンデンサ
- PIT (PRT) 絶縁コンバータトランス
- CDT (PRT) ドライブトランス
- Q1, Q2, Q3, Q4, Q11, Q12, Q13, Q14 スイッチング素子
- C1 直列共振コンデンサ
- N1 一次巻線
- MCT 磁気結合トランス
- C1A 第2の直列共振コンデンサ
- CH CH1, CH2 チョークコイル
- LN フィルタチョークコイル
- CN フィルタコンデンサ

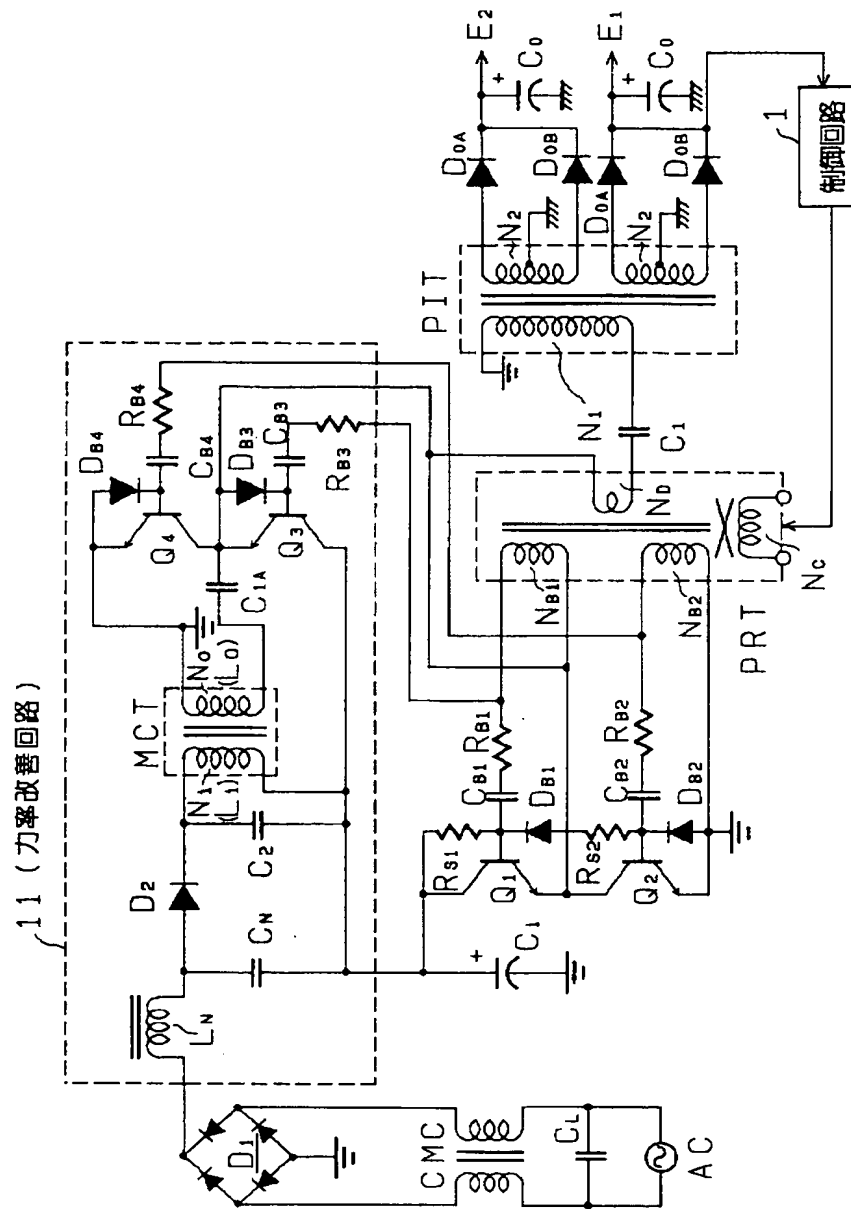
【図1】



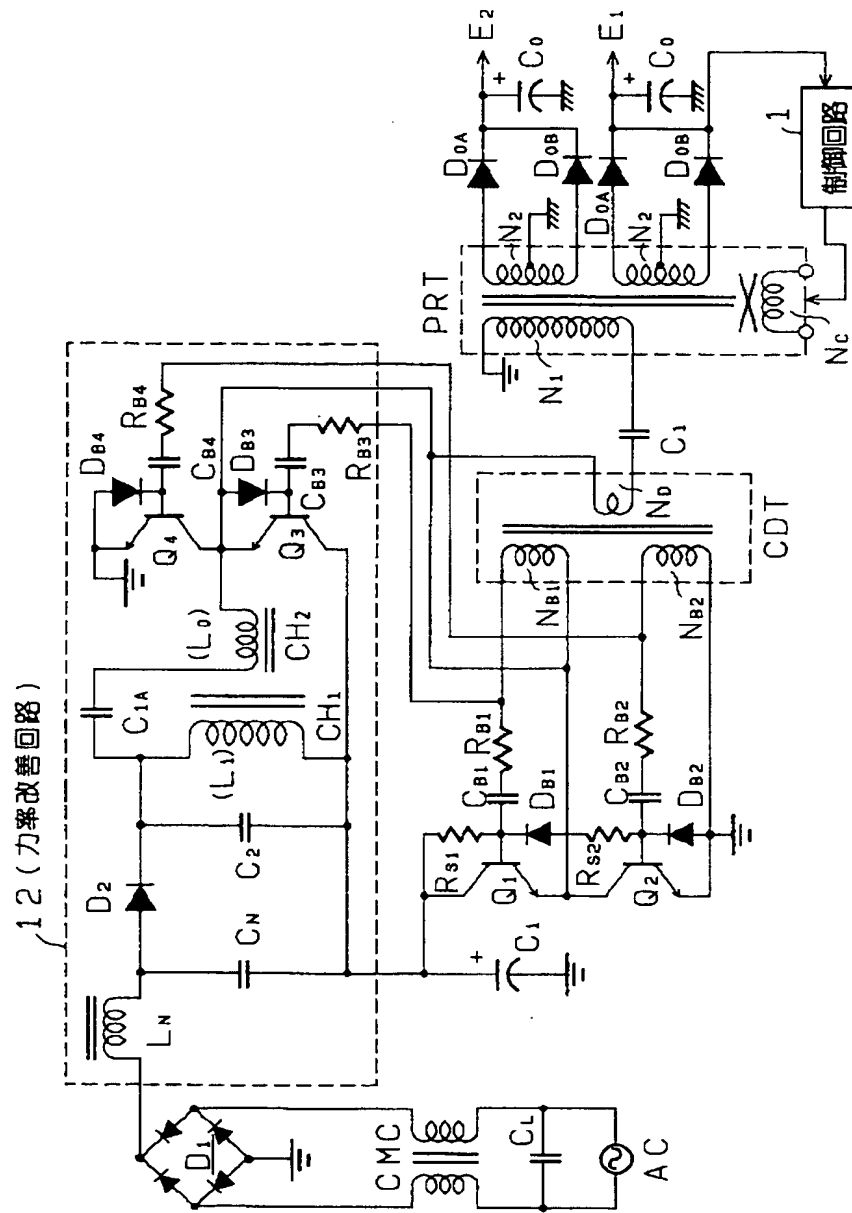
【図7】



【図 4】



【図5】



【図6】

